

SPREAD SPECTRUM SIGNAL DEMODULATING CIRCUIT

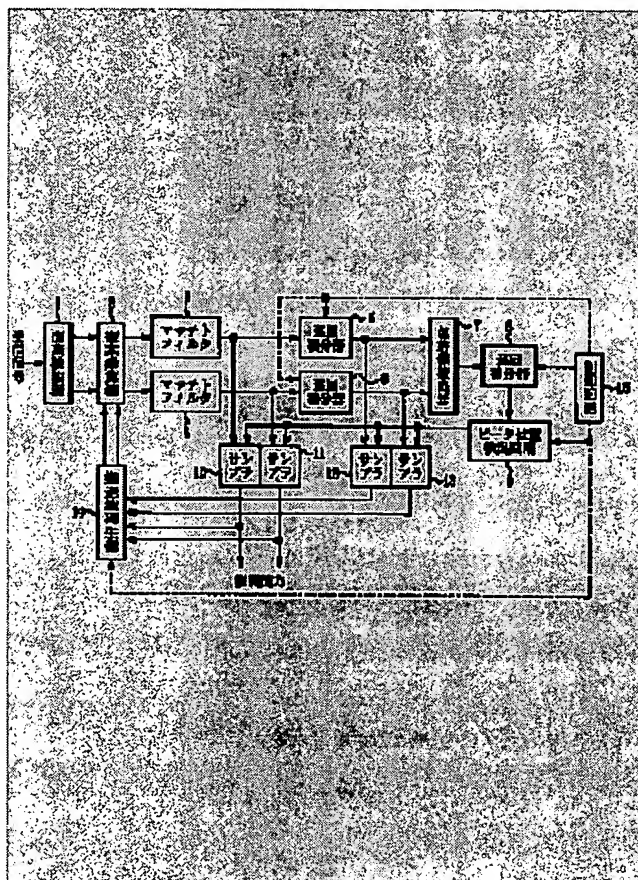
Patent number: JP11313005
Publication date: 1999-11-09
Inventor: KOBAYASHI SEI
Applicant: NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>
Classification:
 - International: H04B1/707; H04L7/00
 - european:
Application number: JP19980117183 19980427
Priority number(s):

BEST AVAILABLE COPY

Abstract of JP11313005

PROBLEM TO BE SOLVED: To realize high-speed spread code synchronization and carrier wave synchronization on the condition, that a carrier wave frequency error exists, at a low S/N concerning a spread spectrum signal demodulating circuit to be used for spread spectrum communication.

SOLUTION: This circuit is provided with a first cyclic integration means 5 and 6 for cyclically integrating non-modulated signals in an L symbol block for establishing initial synchronism among the output signals of passive correlation means 3 and 4, an envelope detecting means 7 for detecting an envelope in the output signal of the first cyclic integration means, a second cyclic integration means 8 for cyclically integrating the output signal of the envelope detecting means, position detecting means 9 for detecting a position where the output signal of the second cyclic integration means shows a prescribed value, and a control means 15 for performing M times of integrating operation ($L > M$) through the first cyclic integration means in the said L symbol block and performing intermittent operation in the cycle of M symbols by performing (L/M) times of integrating operation through the second cyclic integration means.



Data supplied from the esp@cenet database - Patent Abstracts of Japan

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-313005

(43) 公開日 平成11年(1999)11月9日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

H 0 4 L 7/00

H 0 4 L 7/00

C

審査請求 有 請求項の数 3 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平10-117183

(22) 出願日 平成10年(1998)4月27日

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72) 発明者 小林 聖

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本

電信電話株式会社内

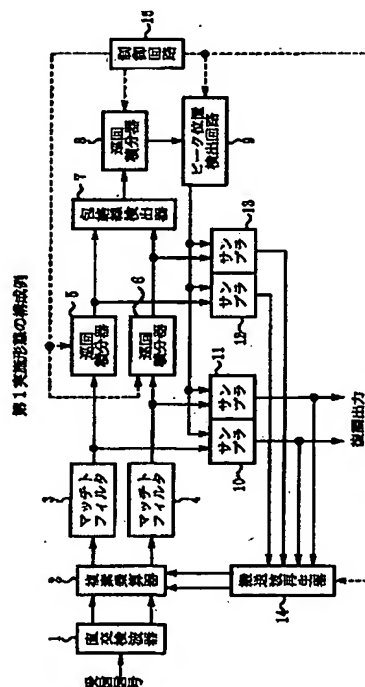
(74) 代理人 弁理士 古谷 史旺

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散信号復調回路

(57) 【要約】

【課題】 本発明は、スペクトル拡散通信で用いられるスペクトル拡散信号復調回路に関し、低S/Nで、かつ搬送波周波数誤差が存在する状況下で高速な拡散符号同期及び搬送波同期を実現する。

【解決手段】 受動相関手段3、4の出力信号のうち、初期同期を確立するLシンボル区間における無変調信号を巡回積分する第1巡回積分手段5、6と、第1の巡回積分手段の出力信号の包絡線を検出する包絡線検出手段7と、包絡線検出手段の出力信号を巡回積分する第2巡回積分手段8と、第2巡回積分手段の出力信号が所定値を示す位置を検出する位置検出手段9と、前記Lシンボル区間において、第1巡回積分手段に、 $L > M$ であるM回の積分動作を行わせ、第2巡回積分手段に、 (L/M) 回の積分動作を行わせ、Mシンボル周期で間欠的な動作を行わせる制御手段15とを備える。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 拡散符号によってスペクトル拡散された受信信号を参照搬送波信号によって周波数変換する変換手段と、
前記変換手段の出力信号を逆拡散する受動相関手段と、
前記受動相関手段の出力信号のうち、初期同期を確立する L (L は整数) シンボル区間における無変調信号を巡回積分する第1巡回積分手段と、
前記第1巡回積分手段の出力信号の包絡線を検出する包絡線検出手段と、
前記包絡線検出手段の出力信号を巡回積分する第2巡回積分手段と、
前記第2巡回積分手段の出力信号の最大値または所定値を示す位置を検出する位置検出手段と、
前記受動相関手段の出力信号を前記位置検出手段が検出した位置でサンプリングし、復調信号を出力する第1サンプリング手段と、
前記受信信号の初期同期を確立する L シンボル区間において、前記第1巡回積分手段に、 $L > M$ (M は整数) である M 回の積算動作を行わせ、または、 M 回の積算動作に相当する動作を行わせる時定数を設定し、前記第2巡回積分手段に、 (L/M) 回の積算動作を行わせ、または、 (L/M) 回の積算動作に相当する動作を行わせる時定数を設定するとともに、 M シンボル周期で間欠的に動作させる制御手段とを備えることを特徴とするスペクトル拡散信号復調回路。

【請求項2】 拡散符号によってスペクトル拡散された受信信号を参照搬送波信号によって周波数変換する変換手段と、
前記変換手段の出力信号を逆拡散する受動相関手段と、
前記受動相関手段の出力信号のうち、初期同期を確立する L (L は整数) シンボル区間における受信信号に含まれる変調信号を除去する変調信号除去手段と、
前記変調信号除去手段の出力信号を巡回積分する第1巡回積分手段と、
前記第1巡回積分手段の出力信号の包絡線を検出する包絡線検出手段と、
前記包絡線検出手段の出力信号を巡回積分する第2巡回積分手段と、
前記第2巡回積分手段の出力信号の最大値または所定値を示す位置を検出する位置検出手段と、
前記受動相関手段の出力信号を前記位置検出手段が検出した所定値の位置でサンプリングし、復調信号を出力する第1サンプリング手段と、
前記受信信号の初期同期を確立する L シンボル区間において、前記第1巡回積分手段に、 $L > M$ (M は整数) である M 回の積算動作を行わせ、または、 M 回の積算動作に相当する動作を行わせる時定数を設定し、前記第2巡回積分手段に、 (L/M) 回の積算動作を行わせ、または、 (L/M) 回の積算動作に相当する動作を行わせる

時定数を設定するとともに、 M シンボル周期で間欠的に動作させる制御手段とを備えることを特徴とするスペクトル拡散信号復調回路。

【請求項3】 請求項1または請求項2に記載のスペクトル拡散信号復調回路において、

前記第1サンプリング手段の出力信号から搬送波を再生し、前記参照搬送波信号を出力する搬送波再生手段と、
前記第1巡回積分手段の出力信号を前記位置検出手段が検出した位置でサンプリングし、前記搬送波再生手段に出力する第2サンプリング手段とを備え、

前記制御手段は、初期同期を確立する L シンボル区間の終了にตอบสนองして前記第2サンプリング手段の出力信号を搬送波再生の初期値として前記搬送波再生手段に取り込ませることを特徴とするスペクトル拡散信号復調回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、スペクトル拡散通信で用いられるスペクトル拡散信号復調回路に関し、特に受信信号の L (L は整数) シンボル区間において初期同期を確立する同期制御方式に関する。

【0002】

【従来の技術】スペクトル拡散通信は、高速な拡散符号によって情報信号の周波数帯域を拡散して伝送する通信方式であり、秘匿性が高く、干渉を与え難く、また干渉を受け難い等の特徴を有する。スペクトル拡散信号復調回路は、受信信号と、これに同期した拡散符号との相関値を検出(逆拡散)し、情報信号を再生(復調)する回路である。なかでも逆拡散回路にマッチトフィルタ等の受動相関器を用いるスペクトル拡散信号復調回路は、高速な同期確立を実現することが知られている(例えば、文献「整相ろ波器により直接データ復調を行う衛星通信用スペクトル拡散通信装置」浜本、他：電子通信学会論文誌B, Vol. J69-B, No. 11, pp. 1540-1547)。

【0003】スペクトル拡散信号を復調する場合、送信側では、初期同期を確立する L シンボル区間において既知信号をスペクトル拡散した初期同期確立用信号を送信することにより、一層高速な初期同期確立が実現される。この初期同期確立用信号には、無変調信号を用いる方式と、予め定めた変調パターンで変調した信号を用いる方式とがある。

【0004】図6は、受動相関器としてマッチトフィルタを用いる従来のスペクトル拡散信号復調回路の構成例(従来1)である。このスペクトル拡散信号復調回路は、初期同期確立用信号が、無変調信号である場合、変調信号である場合の何れにも適用できる回路である。図6において、このスペクトル拡散信号復調回路は、直交検波器1と、複素乗算器2と、マッチトフィルタ3、4と、包絡線検出器7と、巡回積分器8と、ピーク位置検出回路9と、サンプリング10、11と、搬送波再生器14と、制御回路20とを備える。

【0005】直交検波器1に入力する受信信号は、初期同期確立用信号が、無変調信号か変調信号かの何れかである。この受信信号は、直交検波器1において、同相成分及び直交成分からなる複素ベースバンド信号に変換され、複素乗算器2の一方の入力に印加される。複素乗算器2は、他方の入力に搬送波再生器14から再生搬送波が印加され、再生搬送波に同期した複素ベースバンド信号をマッチトフィルタ3、4に出力する。

【0006】マッチトフィルタ3、4は、拡散符号の時間波形をインパルス応答とする線形フィルタであり、その出力には、受信信号と拡散符号との相関値が刻々と得られる。マッチトフィルタ3、4の出力信号は、包絡線検出器7とサンプラ10、11とに印加される。包絡線検出器7は、マッチトフィルタ3、4双方の出力信号の2乗和を取って包絡線を検出し、巡回積分器8に出力する。

【0007】巡回積分器8は、例えば図7に示すように、加算器25と遅延回路26と乗算器27とで構成される。加算器25は、一方の入力が包絡線検出器7の出力であり、他方の入力が遅延回路26の出力であり、出力が乗算器27を介して遅延回路26の入力となるとともに、ピーク位置検出回路9に送られる。サンプラ10、11は、ピーク位置検出回路9が検出したピーク位置のタイミングでマッチトフィルタ3、4の出力をサンプリングする。サンプラ10、11の出力信号は、復調出力となるとともに、搬送波再生器14に出力される。搬送波再生器14は、サンプラ10、11の出力信号から搬送波再生を行い、再生した搬送波を複素乗算器2の他方の入力に印加する。

【0008】制御回路20は、巡回積分器7とピーク位置検出回路9と搬送波再生器14とを制御し、Lシンボルの初期同期確立区間において拡散符号及び搬送波の同期確立を実行し、その後、同期維持の追従動作を行う。次に、図8を参照して同期確立の動作を説明する。図8に示すように、従来の初期同期確立区間は、拡散符号の同期を確立する期間と、搬送波同期を確立する期間とで構成される。図8は、初期同期確立区間として受信信号の先頭60シンボル区間を用い、うち拡散符号同期確立に50シンボル区間、搬送波同期確立にその後10シンボル区間を用いる場合の動作タイミングチャートである。

【0009】図8において、まず、50シンボルの拡散符号同期確立区間における動作を説明する。制御回路20は、50シンボルの拡散符号同期確立区間の先頭位置で、遅延回路26をリセットして巡回積分器8を初期化する。なお、巡回積分器8の乗算器27の乗算定数Aは、 $A=1$ とする。

【0010】また、50シンボルの拡散符号同期確立区間では、受信信号の搬送波は、不明であるため、搬送波再生器14は、制御回路20の指示に従い周波数及び位

相を固定した搬送波信号を複素乗算器2の他方の入力に出力する。この固定した搬送波は、当然送信側搬送波の周波数・位相と一致するように設定されるが、発振器の精度に依存するので正確に一致させることは困難である。したがって、この拡散符号同期確立区間では、搬送波再生器14が出力する再生搬送波と送信側搬送波との周波数誤差及び位相誤差が存在する場合が多い。このため複素乗算器2の出力振幅は、同相/直交いずれかの成分に偏ったり、あるいは同相/直交間で変動する。

【0011】マッチトフィルタ3、4は、それ自体が持つ拡散符号と、受信信号（複素乗算器2の出力信号）とが同期した場合にピークを持つ信号を出力する。この拡散符号同期確立区間では、マッチトフィルタ3、4の出力振幅のピーク位置を検出し、拡散符号同期を確立する。しかし、複素乗算器2の出力振幅と同様に、マッチトフィルタ3、4の出力振幅も、同相/直交いずれかの成分に偏ったり、あるいは変動する。この偏りや変動の速度は、受信信号が無変調信号である場合には、それ程大きくはないが、受信信号が変調信号である場合には、シンボル毎に高速に変化するため、引き続き巡回積分器8による平滑化が困難となる。

【0012】そこで、これらの影響を受けないようにするため、一旦包絡線検出器7に出力して包絡線波形を検出する。包絡線波形は、周波数誤差及び位相誤差に無関係な一定の波形となるため、それを巡回積分器8に与えて雑音成分を除去した後にピーク位置検出回路9にてピーク位置を検出する構成としてある。巡回積分器8は、図7に示すように、加算器25で入力波形（包絡線波形）と遅延回路26の出力波形を加算し、加算した波形を乗算定数Aを1とした乗算器27を介して遅延回路26に与え、再び入力側（加算器25）へ帰還する構成である。このため、加算器25の入力側に遅延回路26の遅延時間と等しい周期で繰り返して現れる波形は、次第に大きく積算されていき、それ以外の波形は、平滑化される。

【0013】マッチトフィルタ3、4の出力振幅のピーク位置は、変調シンボル周期で繰り返すので、巡回積分器8の遅延時間と変調シンボル周期とを等しくすることにより、マッチトフィルタ3、4の出力振幅の包絡線波形から雑音成分を除去することができる。図8に示したように、巡回積分器8は、制御回路20の制御下に、50回連続して積算を行う。

【0014】ピーク位置検出回路9は、制御回路20の指示の下に、50回積算後の巡回積分器8の出力信号のピーク位置を検出し、検出信号をサンプラ10、11に出力する。サンプラ10、11は、検出されたピーク位置でマッチトフィルタ3、4の出力信号をサンプリングすることを開始する。これにより、サンプラ10、11には、マッチトフィルタ3、4の出力（逆拡散出力）のピーク値が得られる。

【0015】制御回路20は、拡散符号同期確立区間の終了に伴い搬送波再生器14に対しサンブラ10、11の出力信号から搬送波を再生する指示を出す。これにより、搬送波再生器14は、サンブラ10、11の出力信号に含まれる搬送波周波数誤差及び位相誤差を打ち消すように出力搬送波の制御を開始する。この搬送波周波数誤差及び位相誤差を打ち消すまでに要する区間が搬送波同期確立区間であり、図8では10シンボル区間を用いている。その後は、サンブラ10、11の出力信号を用いて、確立した拡散符号及び搬送波の同期を維持する追従動作が行われる。

【0016】次に、図9は、受動相関器としてマッチトフィルタを用いる従来のスペクトル拡散信号復調回路の構成例（従来2）である。このスペクトル拡散信号復調回路は、初期同期確立用信号が、無変調信号である場合に適用される回路である。図9において、このスペクトル拡散信号復調回路は、図6に示した回路において、マッチトフィルタ3、4と包絡線検出器7との間に、巡回積分器5、6を設けるとともに、巡回積分器8を省略して包絡線検出器7の出力を直接ピーク位置検出回路9に接続したものである。巡回積分器5、6は、図7に示したのと同様の構成である。

【0017】拡散符号同期確立の区間では、複素乗算器2の出力振幅には偏りや変動があるが、少なくとも変動の速度は、受信信号が無変調信号であるので、周波数誤差の程度にもよるが、それ程大きくはならず、マッチトフィルタ3、4は、周期的に同様のピークを持つ信号を出力する。巡回積分器5、6は、マッチトフィルタ3、4のピークを持つ出力信号のそれぞれについて巡回積分を行い、つまり、雑音成分を除去し、包絡線検出器7に出力する。ピーク位置検出回路9は、包絡線検出器7が検出した包絡線波形からピーク位置を検出し、サンブラ10、11に出力する。したがって、図9に示した回路も、図8に示したタイムチャートで同様の動作を行うことができる。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】ところで、無線通信における受信信号は、希望信号とこれに無相関な熱雑音とが重畳した信号であるが、このような重畳信号を巡回積分により平滑化すると、積算回数が2倍になる毎に S/N は、3dB改善されることが知られている。しかし、図6に示す回路では、包絡線波形を検出する際に非線形演算（2乗演算）を行うため、雑音成分は、もはや希望信号と無相関ではなくなる。このため積算回数あたりの S/N 改善量が低下し、十分な S/N 改善量を得るためには、積算回数を多くする必要がある。したがって、比較的 S/N の良好な通信回線での使用では大きな支障はないが、衛星通信回線のような低 S/N 条件では極めて長い積算時間を要し、拡散符号の高速同期確立が困難である。

【0019】また、図6に示す回路では、高速同期のために積算回数を少なくすれば、マッチトフィルタの出力振幅のピーク位置と雑音との判別が困難になり、誤同期の確率が大きくなる。この点、図9に示す構成は、受信信号が無変調信号で、周波数誤差が少ない場合であるが、図9に示すように、包絡線検出の前に同相側及び直交側それぞれで巡回積分を行い、巡回積分後の信号の包絡線波形からピーク位置を検出すれば、理想的な S/N 改善効果が得られ、マッチトフィルタの出力振幅のピーク位置と雑音との判別が容易となる。

【0020】しかし、図9に示す構成では、搬送波周波数誤差の存在によって積算時間内において同相/直交それぞれの成分の振幅が正弦波状に変動するため、巡回積分によって積算後のピーク振幅が減衰する。ピーク振幅は、「搬送波周波数誤差×積算時間」が小さければあまり影響を受けず減衰は少ないが、これが大きくなるにつれて減衰量も大きくなる。

【0021】搬送波周波数誤差は、送信側と受信側の発振器の精度に依存するので、拡散符号同期確立期間において、搬送波周波数誤差=0とするのは実際上困難である。したがって、図9に示す構成では、ある搬送波周波数誤差の存在の下で、 S/N 改善効果を高めるために積算時間を長くすると、ピーク振幅の減衰によって誤同期の確率が大きく劣化する。

【0022】また、図6や図9に示す従来の構成では、拡散符号同期が確立するまでは逆拡散信号のピーク値が得られないため、その間、搬送波同期を行うことが不可能である。そのため、初期同期確立区間として、拡散符号同期確立区間と搬送波同期確立区間がそれぞれ必要であり、初期同期に要する時間が一層長くなる。本発明は、低 S/N で、かつ搬送波周波数誤差が存在する状況下で高速な拡散符号同期及び搬送波同期が実現できるスペクトル拡散信号復調回路を提供することを目的とする。

【0023】

【課題を解決するための手段】請求項1に記載の発明に係るスペクトル拡散信号復調回路は、拡散符号によってスペクトル拡散された受信信号を参照搬送波信号によって周波数変換する変換手段と、前記変換手段の出力信号を逆拡散する受動相関手段と、前記受動相関手段の出力信号のうち、初期同期を確立する L （ L は整数）シンボル区間における無変調信号を巡回積分する第1巡回積分手段と、前記第1巡回積分手段の出力信号の包絡線を検出する包絡線検出手段と、前記包絡線検出手段の出力信号を巡回積分する第2巡回積分手段と、前記第2巡回積分手段の出力信号の最大値または所定値を示す位置を検出する位置検出手段と、前記受動相関手段の出力信号を前記位置検出手段が検出した位置でサンプリングし、復調信号を出力する第1サンプリング手段と、前記受信信号の初期同期を確立する L シンボル区間において、前記

第1巡回積分手段に、 $L > M$ (M は整数)である M 回の積算動作を行わせ、または、 M 回の積算動作に相当する動作を行わせる時定数を設定し、前記第2巡回積分手段に、 (L/M) 回の積算動作を行わせ、または、 (L/M) 回の積算動作に相当する動作を行わせる時定数を設定し、 M シンボル周期で間欠的な動作を行わせる制御手段とを備えることを特徴とする。

【0024】請求項2に記載の発明に係るスペクトル拡散信号復調回路は、拡散符号によってスペクトル拡散された受信信号を参照搬送波信号によって周波数変換する変換手段と、前記変換手段の出力信号を逆拡散する受動相関手段と、前記受動相関手段の出力信号のうち、初期同期を確立する L (L は整数)シンボル区間における受信信号に含まれる変調信号を除去する変調信号除去手段と、前記変調信号除去手段の出力信号を巡回積分する第1巡回積分手段と、前記第1巡回積分手段の出力信号の包絡線を検出する包絡線検出手段と、前記包絡線検出手段の出力信号を巡回積分する第2巡回積分手段と、前記第2巡回積分手段の出力信号の最大値または所定値の位置を検出する位置検出手段と、前記受動相関手段の出力信号を前記位置検出手段が検出した位置でサンプリングし、復調信号を出力する第1サンプリング手段と、前記受信信号の初期同期を確立する L シンボル区間において、前記第1巡回積分手段に、 $L > M$ (M は整数)である M 回の積算動作を行わせ、または、 M 回の積算動作に相当する時定数で動作させ、前記第2積分手段に、 (L/M) 回の積算動作を行わせ、または、 (L/M) 回の積算動作に相当する動作を行わせる時定数を設定し、 M シンボル周期で間欠的な動作を行わせる制御手段とを備えることを特徴とする。

【0025】請求項3に記載の発明に係るスペクトル拡散信号復調回路は、請求項1または請求項2に記載のスペクトル拡散信号復調回路において、前記第1サンプリング手段の出力信号から搬送波を再生し、前記参照搬送波信号を出力する搬送波再生手段と、前記第1巡回積分手段の出力信号を前記位置検出手段が検出した所定値の位置でサンプリングし、前記搬送波再生手段に出力する第2サンプリング手段とを備え、前記制御手段は、初期同期を確立する L シンボル区間の終了にตอบสนองして前記第2サンプリング手段の出力信号を搬送波再生の初期値として前記搬送波再生手段に取り込ませることを特徴とする。

【0026】(作用) 請求項1に記載の発明では、 L シンボルの初期同期確立区間においてスペクトル拡散して伝送される信号は、無変調信号である。そして、この初期同期確立区間では、送信搬送波は不明であるので、参照搬送波には固定の周波数・位相のものが用いられる。したがって、初期同期確立区間では、搬送波周波数誤差が存在し、受動相関手段は、周波数誤差の程度に応じてピーク値振幅が徐々に変動するような信号を出力する。

しかし、受信信号が無変調信号であるので、受動相関手段の出力信号について包絡線検出前に巡回積分が可能である。この周波数誤差は、送信側と受信側の発振器の精度に依存する量として予め想定できる。

【0027】そこで、制御手段は、搬送波周波数誤差によるピーク振幅の減衰が抑制されるように、第1巡回積分手段が、包絡線検出前に L シンボルの無変調受信信号について巡回積分する回数を、 $L > M$ なる L 以下の比較的小さい値 M に設定し、想定される搬送波周波数誤差の逆数に対する積算時間の割合を短く設定する。これにより、第1巡回積分手段では、搬送波周波数誤差によるピーク振幅の減衰を抑制しつつ理想的な S/N 改善効果を得ることができる。

【0028】この第1巡回積分手段の出力信号は、包絡線検出手段にて包絡線波形が検出され、第2巡回積分手段に入力される。第2巡回積分手段は、包絡線検出後に設けられているため、搬送波周波数誤差には影響されずに巡回積分ができる。また、第2巡回積分手段は、積算回数当たりの S/N 改善量は小さいが、入力信号は、すでに第1巡回積分手段によって S/N が改善されている信号である。

【0029】そこで、制御手段は、第2巡回積分手段での積算回数を (L/M) 回と少なく設定し、また、 M 回の積算終了後の信号だけが入力するように M シンボル周期での間欠動作を行わせる。これにより、 S/N 改善効果が最大に得られる。要するに、請求項1に記載の発明では、周波数誤差が存在する状況下において第1巡回積分手段によってピーク振幅の減衰を抑えながら短時間で効率的に S/N を改善し、 S/N が改善された信号を包絡線検出し、更に第2巡回積分手段で間欠的な巡回積分を行うことにより、全体として短時間で大きな S/N 改善量が得られる。

【0030】したがって、請求項1に記載の発明によれば、周波数誤差が存在する状況下において、低 S/N で受信したスペクトル拡散信号についての高速な拡散符号同期と低い誤同期確率が同時に実現される。具体的には、拡散符号同期確立の期間を従来と同様とすれば、誤同期の確率を下げることができ、誤同期の確率を従来と同程度とすれば、拡散符号同期確立の期間を短縮できる。

【0031】請求項2に記載の発明では、 L シンボルの初期同期確立区間においてスペクトル拡散して伝送される信号は、変調信号であるため、受動相関手段の出力信号をそのまま巡回積分することができない。そこで、受動相関手段の出力信号を変調信号除去手段に与え、初期同期を確立する L シンボル区間における受信信号に含まれる変調信号を除去して無変調信号とし、第1巡回積分手段に入力する。

【0032】要するに、請求項2に記載の発明では、初期同期確立区間の信号が変調信号である点で、無変調信

号である請求項1に記載の発明と異なるが、その初期同期確立区間の信号から変調信号を除去して無変調信号とし第1巡回積分手段に与え、以降は請求項1に記載の発明と同様の構成とした。

【0033】したがって、請求項1に記載の発明と同様に、周波数誤差が存在する状況下において、全体として短時間で大きな S/N 改善量を得ることができるので、低 S/N で受信したスペクトル拡散信号についての高速な拡散符号同期と低い誤同期確率が同時に実現される。具体的には、拡散符号同期確立の期間を従来と同様とすれば、誤同期の確率を下げることができ、誤同期の確率を従来と同程度とすれば、拡散符号同期確立の期間を短縮できる。

【0034】請求項3に記載の発明では、請求項1または請求項2に記載の発明において、初期同期確立区間での第1巡回積分手段の入力信号は、逆拡散後の信号であるが、それは無変調信号である。したがって、 L シンボル区間の終了時における第1巡回積分手段には、直前の M シンボル分の無変調信号、つまり搬送波を平滑した結果が残っている。そこで、制御手段は、初期同期を確立する L シンボル区間の終了にตอบสนองして第2サンプリング手段の出力信号を搬送波再生の初期値として搬送波再生手段に取り込ませることを行う。

【0035】これにより、搬送波再生手段は、第1巡回積分手段の積算結果を初期値として搬送波再生が行え、参照搬送波信号である再生搬送波が拡散符号同期の確立後直ちに発生するので、従来の搬送波同期確立区間を要せずに、速やかな搬送波同期の確立が可能となる。

【0036】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。

【0037】図1は、第1実施形態（請求項1、3に記載の発明に対応する実施形態）の構成例である。この実施形態のスペクトル拡散信号復調回路は、従来例（図6、図9）と同様に、受信信号を複素ベースバンドに変換して処理する構成である。なお、従来例（図6、図9）と同一構成部分には、同一符号・名称を付してある。以下、この実施形態に係る部分を中心に説明する。

【0038】この第1実施形態に係るスペクトル拡散信号復調回路は、 L （ L は整数）シンボルの初期同期確立区間において無変調信号がスペクトル拡散して伝送されるスペクトル拡散通信システムにおいて適用されるものである。この第1実施形態では、図1に示すように、図9に示した構成において、巡回積分器8を包絡線検出器7とピーク検出回路9との間に設け、また、巡回積分器5、6の出力信号をサンプリングするサンプラ12、13を追加し、サンプラ10～13が共にピーク位置検出回路9の出力信号で動作し、搬送波再生回路14に出力する構成としてある。

【0039】そして、巡回積分器5、6、8は、共に従

来例（図7）で示したのと同様の構成であるが、この実施形態では、制御回路15が、図3（a）（b）に示す態様で動作するように設定する。図3（a）は、巡回積分器5、6、8が、所定の積算回数で動作する場合を示し、図3（b）は、所定の時定数で動作する場合を示す。

【0040】具体的には、巡回積分器5、6、8は次のように設定される。まず、巡回積分器5、6が、所定の積算回数で動作する場合には、制御回路15は、乗算器27の乗算定数 A を値1に設定し（図3（a））、初期同期を確立する L シンボル区間において遅延回路26を $L > M$ （ M は整数）である値 M の周期でリセットし、巡回積分器5、6に M シンボルの各周期において M 回の積算動作を行わせる。

【0041】また、巡回積分器5、6が、所定の時定数で動作する場合には、制御回路15は、 L シンボル区間において巡回積分器5、6が M 回の積算動作に相当する動作を行う時定数（ $1/(1-a)$ ）を持つように乗算器27の乗算定数 A を値1よりも小さい定数 a に設定する（図3（b））。この場合には、全体が一種のフィルタとして動作するので、遅延回路26をリセットせずとも、所定の積算回数に相当する積算動作が実行される。

【0042】次に、巡回積分器8が、 L シンボル区間において（ L/M ）回の積算動作を行う場合には、制御回路15は、乗算器27の乗算定数 A を値1に設定するとともに（図3（a））、 L シンボル区間の先頭に遅延回路26をリセット操作し、さらに M シンボルの期間内で、（ L/M ）回の1回分の積算動作を行い、残余の期間では停止し、全体で（ L/M ）回の積算動作を行うように操作する。

【0043】また、巡回積分器8が、 L シンボル区間において所定の時定数をもって（ L/M ）回の積算動作に相当する動作を行う場合には、制御回路15は、巡回積分器8が、時定数（ $1/(1-a)$ ）を持つように乗算器27の乗算定数 A を値1よりも小さい定数 a に設定する（図3（b））。そして、制御回路15は、巡回積分器8が、 M シンボルの期間内で、（ L/M ）回の1回分の積算動作に相当する動作を行い、残余の期間では停止するように操作する。

【0044】以上の構成と請求項1、3との対応関係は、次のようになっている。変換手段には、直交検波器1と複素乗算器2の全体が対応する。受動相関手段には、マッチトフィルタ3、4が対応する。第1巡回積分手段には、巡回積分器5、6が対応する。包絡線検出手段には、包絡線検出器7が対応する。第2巡回積分手段には、巡回積分器8が対応する。位置検出手段には、ピーク位置検出回路9が対応する。第1サンプリング手段には、サンプラ10、11が対応する。第2サンプリング手段には、サンプラ12、13が対応する。搬送波再生手段には、搬送波再生器14が対応する。制御手段に

は、制御回路15が対応する。参照搬送波信号には、搬送波再生器14が再生する再生搬送波信号が対応する。

【0045】次に、図1～図4を参照してこの第1実施形態に係る部分の動作を中心にして説明する。図2は、実施形態の動作タイミングチャートである。図2において、Lシンボルの初期同期確立区間は、50シンボルである。巡回積分器5、6は、積算回数Mが、10回であり、10シンボル毎に初期化される。また、巡回積分器8は、積算回数(L/M)が5回であり、Lシンボル区間の先頭で初期化されるとともに、10シンボル毎の各周期において、1回の積算動作を行い、残余の期間は停止するように、間欠的な動作を行う。

【0046】つまり、図2に示す動作は、巡回積分器5、6、8が、図3(a)の態様で制御される場合を示している。なお、この初期同期確立区間は、従来の拡散符号同期確立区間に相当し、従来の搬送波同期確立のための区間は存在しない点、注意する必要がある。初期同期確立区間での受信信号は、無変調信号がスペクトル拡散して伝送されてきたものである。前述したように送信搬送波の周波数は不明であり、搬送波再生器14は、制御回路15の指示に従い固定の周波数・位相の搬送波信号を複素乗算器2に与えている。したがって、初期同期確立区間では、搬送波周波数誤差が存在し、マッチトフィルタ3、4は、周波数誤差の程度に応じてピーク値振幅が変動するような信号をサンプラ10、11と巡回積分器5、6とに出力する。

【0047】巡回積分器5、6では、図2に示すように10シンボルの期間において10回の積算動作が行われ、積算結果は、包絡線検出器7とサンプラ12、13とに出力され、次の積算が開始する直前に初期化される。このように、巡回積分器5、6では、50シンボルの初期同期確立区間において10シンボル毎に積算することを繰り返す。

【0048】初期同期確立区間では、搬送波周波数誤差が存在するが、想定される搬送波周波数誤差の逆数に対する積算時間の割合を短く設定するように、巡回積分する回数を、50シンボル以下の比較的小さい値「10回」に設定してあるので、巡回積分器5、6では、搬送波周波数誤差によるピーク振幅の減衰を抑制しつつ雑音除去を効果的に行うことができ、理想的なS/N改善効果が得られる。

【0049】包絡線検出器7は、同相側と直交側の積算結果の2乗和から各積算回の包絡線をそれぞれ検出し、それぞれ巡回積分器8に出力する。巡回積分器8には、10回の積算終了後の信号だけが入力する。したがって、巡回積分器8は、図2に示すように、各10シンボル区間において、10回の積算終了時に1回積算動作を行って積算結果をピーク位置検出回路9に出力し、残余の期間は動作停止するという間欠動作を行う。この巡回積分器8では、搬送波周波数誤差には影響されずに、す

でS/Nの改善された信号について少ない回数で巡回積分を行うので、所望のS/N改善量が容易に得られる。

【0050】ピーク位置検出回路9は、制御回路15から巡回積分器8の積算動作タイミング信号を受けて、巡回積分器8の各積算結果のピーク位置を検出し、ピーク位置のタイミング信号をサンプラ10～13に出力する。サンプラ10、11では、この検出されたピーク位置のタイミングでマッチトフィルタ3、4の出力信号をサンプリングして搬送波再生器14に出力する。また、サンプラ12、13では、この検出されたピーク位置のタイミングで巡回積分器5、6の出力信号をサンプリングして搬送波再生器14に出力する。

【0051】搬送波再生器14は、この初期同期確立区間では、制御回路15の指示の下でサンプラ10～13の出力は無視し、固定の周波数・位相の搬送波信号を出力する。ここに、初期同期確立区間の終了直後にサンプラ12、13がサンプリングした巡回積分器5、6の積算結果は、初期同期確立区間の最終10シンボル区間における送信搬送波を平滑化した信号に相当する。

【0052】したがって、搬送波再生器14は、制御回路15から初期同期確立区間の終了通知を受けると、その初期同期確立区間の終了直後のサンプラ12、13の出力信号を取り込み、それを搬送波再生の初期値として設定し、それに基づき再生した搬送波信号を複素乗算器2に出力する。以後は、搬送波同期確立の動作を行うことなくサンプラ10、11の出力信号に従って搬送波を再生し、追従する動作を行う。

【0053】次に、図4は、S/N対誤同期確率特性のシミュレーション結果を示す。このシミュレーションでは、拡散符号は、符号長19のルジャンドル系列を用い、拡散符号の速度は200kHzと仮定した。図4では、図7に示した従来の回路(従来1)と、図9に示した包絡線検出前に巡回積分を行う回路(従来2)の特性を併記してある。なお、搬送波周波数誤差0は、実際にはあり得ないが、計算機シミュレーションであることから存在する。

【0054】同期確立に要する区間(但し、従来例では、拡散符号同期確立区間)のシンボル数Lは、この実施形態と従来例の場合で同じ50シンボルに設定してある。先に述べたように、従来1は、全体に誤同期確率が他に比較して大きく劣っており、また従来2は、搬送波周波数誤差がある場合に劣化が大きい。一方、第1実施形態の回路は、従来1に比較すれば所要S/Nが約3.5dB優れており、搬送波周波数誤差による劣化もほとんど無視できる。

【0055】即ち、第1実施形態の回路では、搬送波周波数誤差が存在する状況下において、拡散符号同期確立の期間を従来と同様とすれば、誤同期の確率を下げることができ、誤同期の確率を従来と同程度とすれば、拡散符

号同期確立の期間を短縮できることが示された。次に、図5は、第2実施形態（請求項2、3に対応する実施形態）の構成例である。この第2実施形態に係るスペクトル拡散信号復調回路は、 L （ L は整数）シンボルの初期同期確立区間において変調信号がスペクトル拡散して伝送されるスペクトル拡散通信システムにおいて適用されるものである。この変調信号は、予め定められた変調パターンで変調された信号である。

【0056】この第2実施形態では、図5に示すように、図1において、マッチトフィルタ3、4と巡回積分器5、6との間に、複素乗算器16を設け、この複素乗算器16にマッチトフィルタ3、4の出力と外部から入力する変調パターンとを乗算させる構成としてある。その他の構成は、図1に示した第1実施形態と同様である。この複素乗算器16は、請求項2における変調信号除去手段に対応する。その他の対応関係は、第1実施形態の場合と同様である。

【0057】この第2実施形態では、 L シンボルの初期同期確立区間における受信信号は、変調信号をスペクトル拡散したものである。したがって、マッチトフィルタ3、4の出力信号を直接巡回積分できないので、複素乗算器16においてマッチトフィルタ3、4の出力信号に変調パターンの複素共役数を乗算し、変調成分を除去して、つまり無変調信号として巡回積分器5、6に与えるようにしてある。

【0058】以後は、第1実施形態と同様に、図2に示す動作タイムチャートに従って動作し、図4に示した特性が得られる。以上説明した2つの実施形態では、受動相関器としてマッチトフィルタを用いているが、それに代えてコンボルバ等を用いることも可能である。即ち、2つの実施形態では、ベースバンド帯で復調動作をする回路例を示したが、IF帯で復調動作をする場合にも同様に適用できる。

【0059】また、包絡線の位置検出では、実際のピーク位置を検出するとしたが、その他、予め定めた閾値を越える所定位置をピーク位置とすることも良い。

【0060】

【発明の効果】以上説明したように、請求項1、2に記載の発明は、 L シンボルの初期同期確立区間でスペクトル

ル拡散して伝送される信号が、無変調信号、変調信号であり、周波数誤差が存在する状況下において、全体として短時間で高い S/N 改善量を得ることができるので、低 S/N で受信したスペクトル拡散信号についての高速な拡散符号同期の確立と低い誤同期確率を可能にするスペクトル拡散信号復調回路が実現される。

【0061】請求項3に記載の発明では、請求項1、2に記載の発明において、搬送波同期用の特別の区間を要せずに搬送波同期を確立できるので、初期同期確立に要する時間が一層短縮される。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1実施形態（請求項1、3に対応する実施形態）の構成例である。

【図2】実施形態の動作タイミングチャートである。

【図3】実施形態の巡回積分器の構成例である。（a）は所定の積算回数で動作する場合の構成である。（b）は所定の時定数で動作する場合の構成である。

【図4】 S/N 対誤同期確率特性のシミュレーション結果（本発明と従来1、従来2との比較）を示す図である。

【図5】第2実施形態（請求項2、3に対応する実施形態）の構成例である。

【図6】従来のスペクトル拡散信号復調回路の構成例である（従来1）。

【図7】巡回積分器の構成例である。

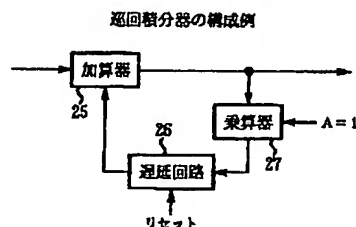
【図8】従来例の動作タイミングチャートである。

【図9】従来のスペクトル拡散信号復調回路の構成例である（従来2）。

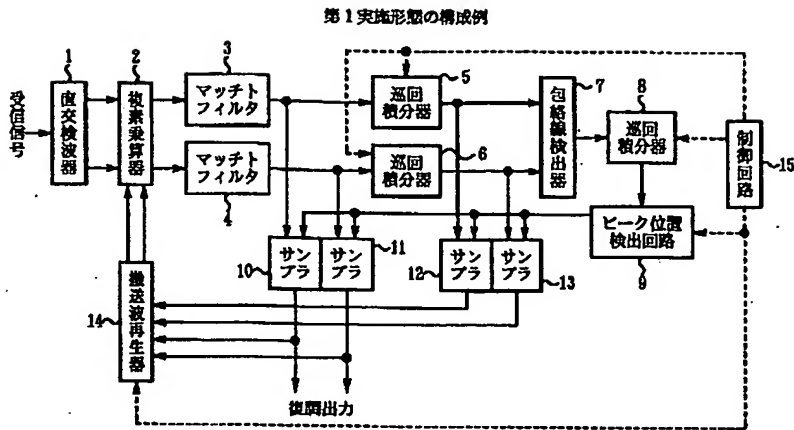
【符号の説明】

- 1 直交検波器
- 2 複素乗算器
- 3、4 マッチトフィルタ
- 5、6、8 巡回積分器
- 7 包絡線検出器
- 9 ピーク位置検出回路
- 10、11、12、13 サンプラ
- 14 搬送波再生器
- 15 制御回路
- 16 複素乗算器

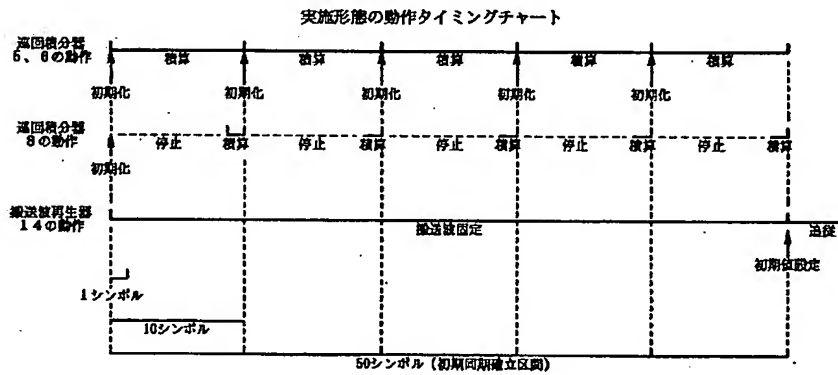
【図7】



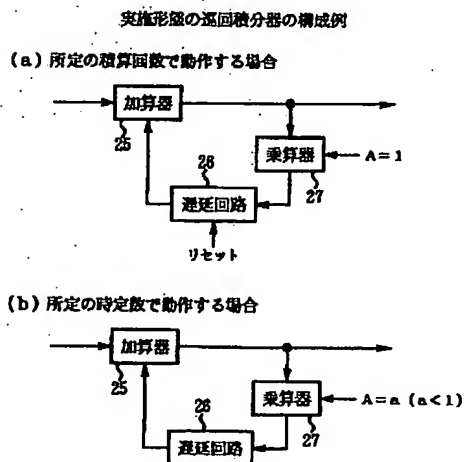
【図1】



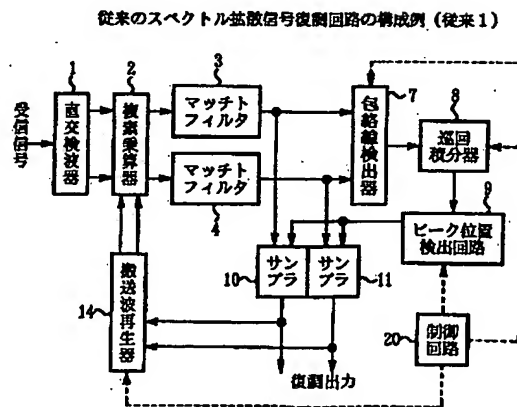
【図2】



【図3】

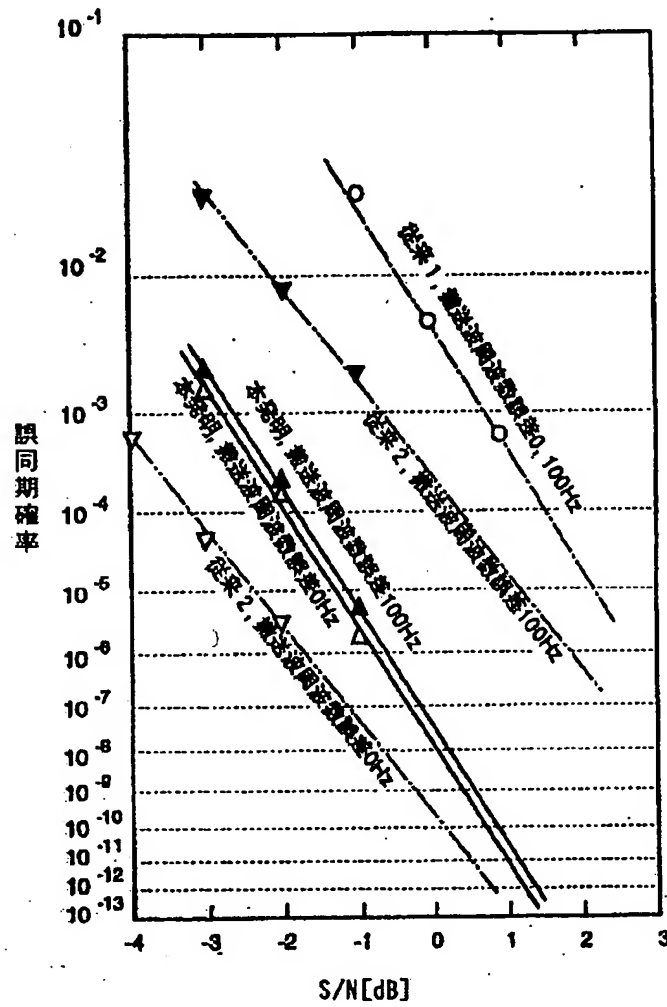


【図6】

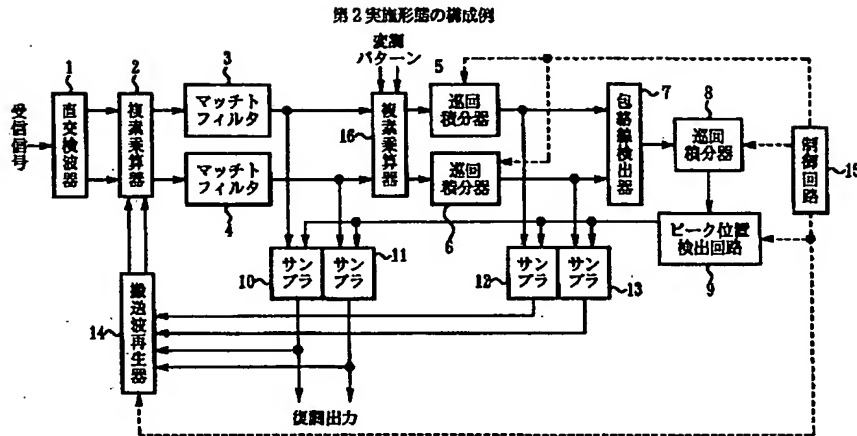


【図4】

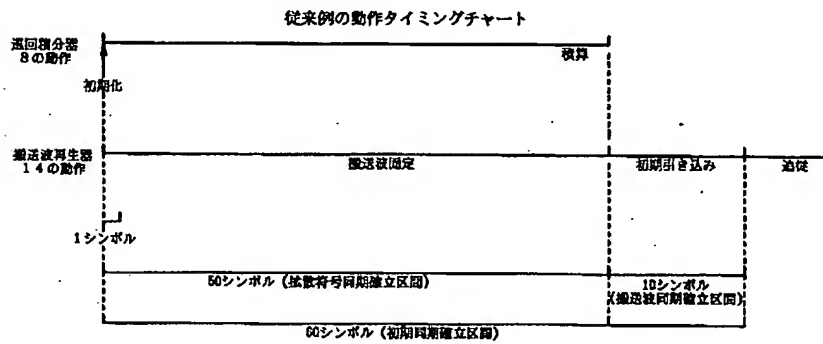
S/N対誤同期確率のシミュレーション結果
(本発明と従来1、従来2との比較)



【図5】



【図8】



【図9】

